

**This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

**Defective images within this document are accurate representation of
The original documents submitted by the applicant.**

Defects in the images may include (but are not limited to):

- **BLACK BORDERS**
- **TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- **FADED TEXT**
- **ILLEGIBLE TEXT**
- **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- **COLORS PHOTOS**
- **BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS**
- **GRAY SCALE DOCUMENTS**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **01007735 A**

(43) Date of publication of application: **11.01.89**

(51) Int. Cl. **H04H 5/00**
H03D 3/00
H04B 1/16
H04H 5/00

(21) Application number: **62162813**

(22) Date of filing: **30.08.87**

(71) Applicant: **PIONEER ELECTRON CORP**

(72) Inventor: **AZUMA SHUJIRO**
YAMAMOTO KAORU
KANDA JUN
SATO HIROSHI

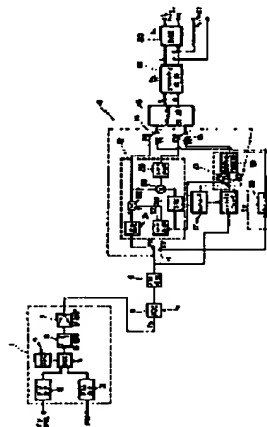
(54) **DIGITAL TUNER**

COPYRIGHT: (C)1989, JPO&Japio

(57) Abstract:

PURPOSE: To digitally demodulate a composite signal with a simple constitution by setting an f_s to the multiple of natural number of the f_s of a digital input signal when an intermediate frequency signal is sampled by a prescribed sampling frequency (f_s) and digitized.

CONSTITUTION: A TV voice multiplexing signal and an FM stereoscopic signal are inputted through an RF amplifying circuit 2 and an FM amplifying circuit 3 to a mixer 5, multiplexed with the prescribed frequency signal from a local oscillating circuit 4, an intermediate frequency signal is separated by BPF 6 and outputted through an amplifier 7. The intermediate frequency signal of a frequency f_0 from the circuit 7 is sampled and digitized by the sampling frequency f_s of the frequency of the multiple of natural number of the f_0 detected by an FM detecting circuit 9 and a composite signal is outputted. The signal is digitally demodulated by a multiplexing circuit 18 composed of demodulating circuits 12 and 13, a matrix circuit 16, a controller 17 and a BPF 37 of the composite signal of the FM stereoscopic signal and the TV voice signal.



⑫ 公開特許公報(A)

昭64-7735

⑬ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和64年(1989)1月11日

H 04 H 5/00
H 03 D 3/00
H 04 B 1/16
H 04 H 5/00

3 0 2

C-6866-5K
A-7328-5J
R-6945-5K
6866-5K

審査請求 未請求 発明の数 1 (全13頁)

⑮ 発明の名称 デジタルチューナ

⑯ 特 願 昭62-162613

⑰ 出 願 昭62(1987)6月30日

⑱ 発 明 者 東 秀 司 郎 埼玉県所沢市花園4丁目2610番地 バイオニア株式会社所
沢工場内
⑱ 発 明 者 山 本 薫 埼玉県所沢市花園4丁目2610番地 バイオニア株式会社所
沢工場内
⑱ 発 明 者 神 田 潤 埼玉県所沢市花園4丁目2610番地 バイオニア株式会社所
沢工場内
⑱ 発 明 者 佐 藤 宏 埼玉県所沢市花園4丁目2610番地 バイオニア株式会社所
沢工場内
⑲ 出 願 人 バイオニア株式会社 東京都目黒区目黒1丁目4番1号

明 細 書

1. 発明の名称

デジタルチューナ

2. 特許請求の範囲

所定の中間周波信号を所定のサンプリング周波数 f_s でサンプリングしてA/D変換するA/D変換回路と、該A/D変換回路より出力されるデジタルFM信号をFM検波するFM検波回路と、該FM検波回路が出力するデジタル複合信号を復調するマルチプレックス回路と、該マルチプレックス回路の出力をサンプリング周波数 f_s にダウンサンプリングするダウンサンプリング回路とを備え、

該サンプリング周波数 f_s が、オーディオデジタル入力信号をデジタル的に処理するデジタル信号処理装置の該デジタル入力信号のサンプリング周波数 f_i と略対応するように、該サンプリング周波数 f_s を該サンプリング周波数 f_i の略自然数倍に設定することを特徴とするデジタルチューナ。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は日本におけるFMステレオ放送、あるいは米国におけるテレビ音声多重放送等をデジタル的に受信するデジタルチューナに関する。

(発明の概要)

本発明においては中間周波信号を所定のサンプリング周波数 f_s でサンプリングしてデジタル化するとき、サンプリング周波数 f_s を、デジタル信号処理装置のデジタル入力信号のサンプリング周波数の自然数倍に設定する。

(背景技術)

日本のFMステレオ放送においては、左(L)信号と右(R)信号の差信号(L-R信号)又は外国語の音声信号よりなる副音声信号により38KHzの副搬送波が振幅変調される。この振幅変調信号は副搬送波成分が抑圧された後、左右ステレオ信号の和信号(L+R信号)又は日本語の音声信号よりなる主音声信号、並びに副搬送波の1/2の周波数のパイロット信号と複合される。この複合信

号が所定の主搬送波を周波数変調することにより送出される。

一方米国のテレビ音声多重放送においては副搬送波の周波数($2f_s = 31.468 \text{ Hz}$)、従ってパイロット信号の周波数($f_p = 15.734 \text{ KHz}$)が異なるだけで、同様の方式でステレオ信号が送出される(尚ここに f_s は水平同期周波数)。

従来斯かるFMステレオ放送あるいはテレビ音声多重放送等を受信するチューナは、複合信号をアナログ的に復調するようにしている。従って安定性、信頼性、調整の容易性等の面において不利であった。

〔発明が解決しようとする問題点〕

斯かる欠点を改善するため複合信号をデジタル的に復調処理するチューナも提案されている。しかしながらこれらの装置は構成が複雑になり、高価となる欠点がある。

そこで本発明は簡単な構成で複合信号をデジタル的に復調するようにするものである。

〔問題点を解決するための手段〕

波回路が出力するデジタル複合信号はマルチプレックス回路において復調される。マルチプレックス回路の出力はダウンサンプリング回路に入力され、サンプリング周波数 f_s にダウンサンプリングされる。サンプリング周波数 f_s が、オーディオデジタル入力信号をデジタル的に処理するデジタル信号処理装置のサンプリング周波数 f_i と略対応するように、サンプリング周波数 f_s はサンプリング周波数 f_i の略自然数倍に設定されている。従ってデジタルチューナのデジタル出力がデジタル信号処理装置においてデジタル的に処理可能となる。

〔実施例〕

第1図は本発明のデジタルチューナのブロック図である。同図において1はアナログ回路部であり、テレビ音声多重信号とFMステレオ信号とを受信する。テレビ音声多重信号のRF信号はRF増幅回路2により増幅され、ミキサ5に入力される。同様にFMステレオ信号のRF信号はRF増幅回路3により増幅され、ミキサ5に入力され

本発明はデジタルチューナにおいて、所定の中間周波信号を所定のサンプリング周波数 f_s でサンプリングしてA/D変換するA/D変換回路と、A/D変換回路より出力されるデジタルFM信号をFM検波するFM検波回路と、FM検波回路が出力するデジタル複合信号を復調するマルチプレックス回路と、マルチプレックス回路の出力をサンプリング周波数 f_s にダウンサンプリングするダウンサンプリング回路とを備え、サンプリング周波数 f_s が、オーディオデジタル入力信号をデジタル的に処理するデジタル信号処理装置のデジタル入力信号のサンプリング周波数 f_i と略対応するように、サンプリング周波数 f_s をサンプリング周波数 f_i の略自然数倍に設定することを特徴とする。

〔作用〕

所定の中間周波信号はA/D変換回路によりサンプリング周波数 f_s でA/D変換される。A/D変換されたデジタルFM信号はFM検波回路においてデジタル的にFM検波される。FM検

波回路が出力するデジタル複合信号はマルチプレックス回路において復調される。マルチプレックス回路の出力はダウンサンプリング回路に入力され、サンプリング周波数 f_s にダウンサンプリングされる。サンプリング周波数 f_s が、オーディオデジタル入力信号をデジタル的に処理するデジタル信号処理装置のサンプリング周波数 f_i と略対応するように、サンプリング周波数 f_s はサンプリング周波数 f_i の略自然数倍に設定されている。従ってデジタルチューナのデジタル出力がデジタル信号処理装置においてデジタル的に処理可能となる。

中間周波信号はA/D変換回路8に入力され、周波数 f_s のサンプリング信号によりA/D変換される。A/D変換回路8より出力されたデジタルFM信号はFM検波回路9に入力され、FM検波される。

第2図はFM検波回路9のブロック図を我わしている。端子51にはA/D変換されたデジタルFM信号($\sin \omega t$)が入力される。このFM信号は移相回路としてのヒルベルト変換回路52により90度移相される。90度移相されたFM信号 $Y(Y = \cos \omega t)$ と移相されないFM信号 $X(X = \sin \omega t)$ がATAN回路53に入力される。ROM等よりなるATAN回路53は2つの入力信号を計算し($\tan \omega t = \sin \omega t / \cos \omega t = X / Y$)、さら

にそのアークタンジェント($\tan^{-1}(X/Y)$)を演算する。これによりFM信号の位相 ωt が検出される。ATAN回路53の出力は、加算(減算)回路55とともに差分回路を構成する遅延回路54に入力され、サンプリング周波数 f_s の1サンプル分だけ遅延される。遅延回路54により遅延されないATAN回路53の出力と遅延されたATAN回路53の出力は減算(加算)回路56に入力され、その差が演算される。これにより搬送波周波数と変調信号が得られる。減算回路55の出力は減算(加算)回路56に入力され、係数回路57が出力する所定の係数値だけ減算される。これにより検波出力に含まれる直流分が除去され、端子58よりFM検波出力、すなわち変調信号が得られる。

第3図はヒルベルト変換回路52のブロック図を表わしている。端子51より入力されたデジタルFM信号は遅延回路61により1周期遅延され、信号Xとして出力される。この信号Xは遅延回路62によりさらに1周期だけ遅延され、減算

(加算)回路63に入力される。減算回路63は遅延回路62の出力から端子51より入力される信号を減算する。減算回路63の出力はレベル制御回路64により $1/2$ のレベルに制御された後、Y信号として出力される。Y信号の位相はX信号に較べ、全帯域で90度進む。

デジタルFM信号を搬送波(中間周波信号)の $1/4$ 周期(90度)だけ移相するヒルベルト変換回路52は、アナログFM信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s を例えば3648KHz、中間周波信号(搬送波) f_c を例えばその $1/4$ の912KHzとすると、全帯域の信号に対して例えば第10図に示すように、中間周波信号 f_c を中心とするバンドパスフィルタの特性を有している。また周波数 $f_c \pm 200$ KHzの帯域を拡大すると第11図に示すようになる。

第10図及び第11図より明らかなように、ヒルベルト変換回路52は周波数 $f_c (= f_s/4)$ の中間周波信号に対して左右対称な特性となる。また中間周波信号の所要帯域幅 f_w を例えば241

KHzとした場合、使用帯域の偏差は0dB乃至-0.2dB程度となり、歪の少ないFM検波(ATAN検波)が可能である。

このようにヒルベルト変換回路52とATAN回路53を用いてFM検波するとき、周波数 f_c と f_s が次式を満足するようにするのが好ましい。

$$f_c \div (1/4 + m/2) f_s \quad \dots (1)$$

ここに値 m は0又は自然数である。上式の関係からずれる程、良好な検波出力を得ることが困難になる。値 m を種々に変化させた場合における中間周波信号 f_c のスペクトラムは第6図に示すようになる。値 m を2以上に設定した場合、サブサンプリングとなり、 $f_c = f_s/4$ の場合のスペクトラムと区別できない。

値 m を例えば23とし、周波数 f_s を912KHzとすると、上式を満足する中間周波信号 f_c は10.716MHzとなり、通常の第1中間周波信号の周波数10.7MHzに近い値となる。中間周波信号の帯域幅 f_w を、現行のFMステレオ放送波の帯域幅にあわせて241KHzとする

と、最低次スペクトラムは第7図に示すようになり、この帯域幅 f_w はサンプリング周波数 f_s に較べて充分狭帯域とは言えない。そこでサンプリング周波数 f_s を上述べた場合の例えば4倍、すなわち3648KHzとし、かつ上記(1)式を満足するような中間周波信号 f_c を選ぶのが好ましい。例えば $f_s = 3648$ KHzを代入し、(1)式を変形すると、

$$f_c = 912(2k+1) \text{ KHz} \quad \dots (2)$$

が得られる(k は0又は自然数)。この関係式を満足するような値に中間周波信号 f_c を設定すれば、最終的には $f_c = 912$ KHz($k = m = 0$)とした場合と、サブサンプリングにより折り返されてきた最低次スペクトラムとの区別ができない。従って値 $k(m)$ は任意の値に設定することができる。

このように中間周波信号の周波数 f_c (RF信号から変換された搬送波)を(1)式を満足するように設定し、周波数 f_c を中心とする帯域幅 f_w をサンプリング周波数 f_s に対して充分狭帯域に設定すれば、すなわち次式

$$2f_w \leq f_s \quad \dots (3)$$

を満足するようにすれば、ヒルベルト変換回路52を第3図に示すように最も簡単な構成とすることが可能になる。

例えば第8図(a)に示すような1KHzの正弦波を変調信号として周波数 $f_c (= 912\text{KHz})$ の搬送波をFM変調すると、そのFM信号の波形とスペクトラムは同図(b)及び(c)に各々示すようになる。尚最大周波数偏移は $\pm 75\text{KHz}$ としてある。

このFM信号(第8図(a))を周波数 $f_s (= 3648\text{KHz})$ でサンプリングし、例えば7ビットのA/D変換回路で量子化(ディジタル化)すると、そのスペクトラムは同図(b)に示すようになる。同図より明らかなように、この例は充分狭帯域と考えることができる。

このようにしてFM検波回路8により中間周波信号がFM検波され、FM検波回路9は複合信号を出力する。複合信号は左右ステレオ信号の和信号よりなる主音声信号と、左右ステレオ信号の差

信号よりなる副音声信号により副搬送波を振幅変調した信号から副搬送波成分を抑圧した抑圧副搬送波と、副搬送波の1/2の周波数のパイロット信号とを含んでいる。FM検波回路8の出力は、FMステレオ信号の複合信号を復調する回路12と、テレビ音声多重信号の複合信号を復調する回路13と、マトリックス回路16と、コントローラ17と、バンドパスフィルタ37とよりなるマルチプレックス回路18に入力される。

使用者がFMステレオ放送を受信するように所定の入力を行ったとき、コントローラ17はスイッチ11、14、15、40を各々端子FM側に切り替えるとともに、バンドパスフィルタ37の特性を、FMステレオ信号の複合信号に含まれるパイロット信号(19KHz)を分離するように切り替える。

バンドパスフィルタ37は例えば第4図に示すように2段のIIR(Infinite Impulse Response)フィルタ(巡回型フィルタ)により構成される。この実施例においては加算回路71乃至74と、入

力データとして1サンプルだけ遅延する遅延回路75乃至78と、所定の係数 $A_1, B_1, A_2, B_2, C_1, C_2, D_1$ を各々乗算する乗算回路79乃至85とによりバンドパスフィルタ37が構成されている。その伝達関数 $H(z)$ は、

$$H(z) = \left[(1 + C_1 z^{-1}) / (1 + A_1 z^{-1} + B_1 z^{-2}) \right] \times \left[(1 + C_2 z^{-1}) / (1 + A_2 z^{-1} + B_2 z^{-2}) \right]$$

と設定され、また各係数は次のように設定される。

$$A_1 = A_2 = -1 - 32721 / 32768$$

$$B_1 = B_2 = 8189 / 8192$$

$$C_1 = C_2 = -1$$

$$D_1 = 2^{-12}$$

このときバンドパスフィルタ37の周波数 $f_s / 2$ までの振幅特性は第12図に示すようになり、その一部を拡大して示すと第13図のようになる。

このようなバンドパスフィルタ37により周波数 $f_p (= 19\text{KHz})$ のパイロット信号がディジタル的に抽出、分離される。抽出、分離されたパイロット信号(15ビット)はスイッチ40を介し

てレベル制御回路32に入力され、所定の係数(例えば $19/16384$)が乗算される。これによりFM検波回路9より出力され、スイッチ11、遅延回路31を介して加算回路33に入力される複合信号中のパイロット信号と同一のレベルにそのレベルが調整される。所定のレベル(5ビット)に制御されたパイロット信号は加算回路33に入力される。

加算回路33にはFM検波回路9より出力された複合信号が遅延回路31を介して入力される。遅延回路31は複合信号を所定サンプル数(例えば14サンプル)遅延させる。この遅延量はバンドパスフィルタ37における処理時間と群遅延特性に対応して設定してある。すなわちレベル制御回路32より入力されるパイロット信号の位相が、遅延回路31より入力される複合信号中に含まれるパイロット信号の位相に対して180度変化する(逆相となる)ように設定されている。従って加算回路33において同レベルで逆相のパイロット信号が加算されるので、加算回路33はパイロ

ト信号を除去した複合信号を出力する。勿論ここにおいて逆相の信号の加算は、同相の信号の減算を含むものである。

遅延回路31はバンドパスフィルタ37の処理時間自体を補償するものではなく、上述したように位相回りを補償するものである。従って遅延回路31の挿入位置は必ずしも複合信号の系である必要はなく、パイロット信号の系とすることができ、FM検波回路9の出力から加算回路33への入力までの系(パイロット信号及び複合信号の系)において最もビット数が少ない位置に挿入すると、遅延回路31の構成が最も簡単になる。

バンドパスフィルタ37が出力するパイロット信号とFM検波回路9が出力する複合信号中のパイロット信号の位相差が頂度 $n\pi$ (ラジアン)となるとき(n は整数)、位相補償の必要がないので遅延回路31は不要となる。バンドパスフィルタ37をFIR(Finite Impulse Response)フィルタで構成すると、サンプリング周波数 f_s との関係からその次数を適宜選定すればよいので、この位

相差は比較的容易に実現することができる。これに対してIIRフィルタで構成すると、位相差は次数で定まらないので、正確な上記位相差を実現することは困難である。

このことからすればバンドパスフィルタ37をFIRフィルタで構成し、遅延回路31を省略するのが好ましいことになる。しかしながらFIRフィルタによりバンドパスフィルタ37を簡単に構成すると高調波歪が発生する。パイロット信号を高調波歪が発生しないように分離するには、FIRフィルタの構成が相当複雑になる。従って高調波歪が発生しないように分離するには、FIRフィルタの構成が相当複雑になる。従って高調波歪が発生しないようにパイロット信号を分離するにはバンドパスフィルタ37をIIRフィルタで構成し、遅延回路31を付加して位相補償を行うようにした方が総合的には構成を簡単にすることができ、実用的である。

バンドパスフィルタ37により分離されたパイロット信号は生成回路34に入力される。生成回

路34は例えば第19図に示すように、検出回路151、遅延回路152乃至154、排他的論理和回路155乃至157、インバータ158、加算回路159により構成されている。

検出回路151は入力される15ビットのデータのMSBを検出する。複合信号は例えば2の補数(2's Complement)、折り返し2進、オフセットバイナリ等、少なくともその1つのビット(通常MSB)が極性を表わす符号の信号とされている。その結果検出回路151によりパイロット信号は1ビットのデジタル信号に変換される。この1ビットの信号(第20図(a))、尚この図は便宜上アナログ的に示されている。以下同様)は遅延回路152により48サンプル($=3648/(19 \times 4)$)、すなわちパイロット信号の1/4周期(90度)だけ遅延される。遅延回路152により遅延された信号(第20図(b))と遅延されない信号(同図(a))は排他的論理和回路155に入力され、両者の排他的論理和(同図(c))が演算される。排他的論理和回路155の出力は38KH

zの矩形波となっている。この信号は遅延回路153により12サンプル($=3648/(38 \times 8)$)、すなわち38KH zの1/8周期だけ遅延される(第20図(d))。遅延回路153の出力は遅延回路154により24サンプル、すなわち38KH zの1/4周期だけさらに遅延される(第20図(e))。遅延回路154により遅延された信号(第20図(e))と遅延されない信号(同図(d))が排他的論理和回路156に入力され、両者の排他的論理和が演算される(同図(f))。周波数が76KH zの排他的論理和回路156の出力はインバータ158により反転される(第20図(g))。インバータ158の出力(第20図(g))はその1/4周期分だけ排他的論理和回路155の出力(同図(c))と位相がずれている。排他的論理和回路157は38KH zの排他的論理和回路155の出力(第20図(c))と76KH zのインバータ158の出力(同図(g))の排他的論理和を演算する(同図(h))。この排他的論理和回路155と157の出力を、加算回路159において1対1/

$(1+2^n)$ の割合で加算すると、第20図(i)に示す如き38 KHzの近似正弦波を生成することができる。排他的論理和回路155が出力する信号も38 KHzの信号であるが、この信号は矩形波であるため、3、5、7、9、11・・・等の奇数次の高調波を多く含んでいる。これに対し第20図(i)に示す如き38 KHzの近似正弦波の高調波は、 $(4+8(n-1)\pm 1)$ 次の成分(3、5、11、13、19、21・・・)が除去され、 $(8n\pm 1)$ 次の成分(7、9、15、17、23、25・・・)のみとなる。高調波成分を含む副搬送波(38 KHz)を乗算して副音声信号を復調すると、バーディノイズが発生する。従って排他的論理和回路155の出力(矩形波)を利用するより、排他的論理和回路155と157の出力を所定の割合で加算した信号(近似正弦波)を利用した方が、高調波が少ない分だけバーディノイズを少なくすることができる。近似の程度をできるだけ近づけ、最終的には正規の正弦波とすればよいのであるが、そうすると回路構成が極めて複雑になる。第20

路16に入力される。このレベル制御回路36は副音声信号を主音声信号と対応するレベルに設定するものであるから、主音声信号の系路中に配置することもできる。

マトリックス回路16はスイッチ14を介して入力される。加算回路33が出力するパイロット信号が相殺された複合信号(主音声信号)と、スイッチ15を介して入力される。レベル制御回路36が出力する副音声信号とをマトリックス合成する。すなわち両信号は同相又は逆相で加算される。その結果左信号と右信号が出力される。

マトリックス回路16から左右ステレオ信号とともに抑圧副搬送波成分も出力されるが、これは周波数をベースバンドのサンプリング周波数まで下げる目的で後段に接続されるダウンサンプリング回路19(ローパスフィルタを構成する)により除去される。左右ステレオ信号はさらにD/A変換回路20によりD/A変換され、アナログ信号として出力される。

ダウンサンプリング回路19は例えば第5図に

図(i)は最も近似の程度が低い近似正弦波である。すなわちこの最低限の近似正弦波を生成するためには、副搬送波38 KHz(パイロット信号 f_p の2倍の周波数)の2倍の周波数76 KHz(f_p の2²倍)の信号を、その1/4周期だけ副搬送波の位相からずれた信号を必要とするから、結局最も低くて304 KHz(2⁴ f_p KHz)の信号が必要になる。そこでサンプリング周波数 f_s は304 KHzの整数倍(2⁴ f_p N KHz)とするのが好ましい。上述した実施例($f_s=3648$ KHz)は $N=12$ とした場合のものである。

生成回路34により生成された近似正弦波は乗算回路35に入力され、加算回路33が出力するディジタル複合信号と乗算される。その結果乗算回路35より副音声信号(L-R信号)が出力される。

乗算回路35より出力された副音声信号はレベル制御回路36により所定の係数(例えば1437/1024)が乗算され、所定のレベルに設定された後、スイッチ15を介してマトリックス回

示すように、縦続接続された3段のダウンサンプリング回路91、92、93により構成される。ダウンサンプリング回路91は、入力データを1サンプル遅延する遅延回路101、102、レベルを2倍する乗算回路111(例えばシフトレジスタ等により構成される)及び加算回路131よりなるフィルタ94と、デシメーション回路141とにより構成されている。フィルタ94はローパスフィルタとしての演算を行い、デシメーション回路141はサンプリングデータを1個おきに間引き、サンプリング周波数を $1/n$ (この場合 $1/2$)に低下させる。その結果ダウンサンプリング回路91によりサンプリング周波数は3648 KHzからその $1/2$ の1824 KHzに低下される。

次段のダウンサンプリング回路92はダウンサンプリング回路91と同様に、遅延回路103、104、乗算回路112及び加算回路132よりなるフィルタ95とデシメーション回路142により構成されている。サンプリング周波数はこの

ダウンサンプリング回路92により1824 KHzからその1/2の912 KHzに低下される。

最終段のダウンサンプリング回路93は、遅延回路105乃至110、乗算回路113乃至127並びに加算回路133乃至138よりなるフィルタ96とデシメーション回路143とにより構成されている。各乗算回路113乃至127における各係数 A_1 乃至 G_7 は、次のように設定される。

$$A_1 = -1 - 3965/4096$$

$$A_2 = -1 - 955/1024$$

$$A_3 = -1 - 929/1024$$

$$B_1 = 4011/4096$$

$$B_2 = 7701/8192$$

$$B_3 = 233/256$$

$$C_1 = -1 - 243/256$$

$$C_2 = -1 - 233/256$$

$$C_3 = -1 - 7/16$$

$$D_1 = D_2 = D_3 = 1$$

$$G_1 = 1/2$$

$$G_2 = 1/16$$

と、構成が複雑になる。

ダウンサンプリング回路19より出力される最終的なサンプリング周波数 f_s ($=48 \text{ KHz}$)のデジタル信号がD/A変換回路20に供給され、D/A変換されるとともに、例えばR-DAT、デジタルアンプ等(図示せず)のデジタル入力を有するデジタル信号処理装置に供給され、処理される。従って周波数 f_s が所定の値に設定されているとき、サンプリング周波数 f_s は、パイロット信号 f_p の2倍($19 \times 2^*$)の周波数と周波数 f_i ($=2^* \times 3$)の公倍数($19 \times 2^* \times 3 = 912 \text{ KHz}$)又はその自然数倍とする。

すなわち少なくとも1つのデジタル信号処理装置を選定し、そのオーディオデジタル入力信号のサンプリング周波数 f_i に略対応するサンプリング周波数 f_s がデジタルチューナより出力されるように、サンプリング周波数 f_s を、出力サンプリング周波数 f_i (サンプリング周波数 f_i)の略自然数倍とするのが好ましい。また上述したように副搬送波の近似正弦波信号を作るのに必要

$$G_3 = 1/64$$

な各係数 G_1 、 G_2 、 G_3 は、FMステレオ放送受信時においては上記のように設定されるが、テレビ音声多重放送受信時においては、ステレオ信号のとき1、1/32、1/8に、また異種信号のとき1、1/32、1/4に、各々設定される。

ダウンサンプリング回路93によりサンプリング周波数は912 KHzの1/19の48 KHzに低下される。

このダウンサンプリング回路93のフィルタ96の振幅特性は第17図のようになり、その一部を拡大すると第18図のようになる。

以上においては3648 KHzのサンプリング周波数を1/2、1/2、1/19の順に低下させたが、1/4、1/19の順に低下させることもできる。このようにすることによりダウンサンプリング回路19の構成を簡単にすることができる。論理的には1/19、1/2、1/2あるいは1/19、1/4の順、さらには一度に1/76に低下させることもできるが、そのようにする

な周波数($2^* f_p$)との関係をも考慮し、両者の公倍数(又はその自然数倍)とするのが最も好ましい。さらにサンプリング周波数 f_s を素因数に分解したとき、その素因数ができるだけ小さい値(上述した実施例はパイロット信号 f_p の成分を除き2又は3)となるようにすると、ダウンサンプリング回路の構成を簡単にすることができる。

尚サンプリング周波数 f_s はサンプリング周波数 f_i に略対応していればよく、必ずしも完全に一致している必要はない。R-DATの場合、サンプリング周波数 f_i は48 KHzであるが、 $\pm 300 \text{ ppm}$ ($\pm 14.4 \text{ Hz}$)の誤差が許容されている。従ってR-DATをデジタル信号処理装置とした場合、サンプリング周波数 f_s は47.9856 KHz乃至48.0144 KHzの範囲とすることができる。例えばサンプリング周波数 f_s を3648 KHz、ダウンサンプル数を76とすると、サンプリング周波数 f_s は48.013158 KHzとなり、許容範囲内となる。このとき式 $f_s = 2^* \times N \times f_p$ (N は自然数)

に $f_s = 3649 \text{ KHz}$ を代入すると、 N は 6、 f_p は 19.005208 KHz となる。すなわちサンプリング周波数 f_s を 3649 KHz に設定すると、 19 KHz のパイロット信号を正確に抜き出すことが困難になり、その分だけ歪が増加するがステレオ信号を復調できないことはない。

以上の FM ステレオ信号の系は、パイロット信号 f_p を 15.734 KHz 、副搬送波を 31.5 KHz とすることにより、米国のテレビ音声多重信号の系として用いることが可能である。

次に日本のテレビ音声多重信号を選択する入力となされたとき、コントローラ 17 はスイッチ 11、14、15、40 を端子 TV 側に切り替えるとともに、バンドパスフィルタ 37 を、テレビ音声多重信号の副搬送波 (16 KHz 乃至 47 KHz) を分離する特性に切り替える。

このとき第 4 図に示すバンドパスフィルタ 37 の各係数は次のように設定される。

$$A_1 = -977/1024 - 1$$

$$B_1 = 983/1024$$

ッチ 11 を介して遅延回路 38 に入力され、所定時間遅延される。この遅延時間はバンドパスフィルタ 37 及び FM 検波回路 39 における処理時間に対応して設定してある。従って遅延回路 39 より出力され、スイッチ 14 よりマトリックス回路 16 に入力される主音声信号の時間軸は副音声信号の時間軸と一致される。従ってマトリックス回路 16 において左右ステレオ信号を良好なセパレーションで分離することができる。

以後の動作は前述した場合と同様である。

尚ダウンサンプリング回路 93 のフィルタ 96 の各係数 A_i 乃至 G_i を、第 21 図に示すように、FM ステレオ放送受信時 $50 \mu s$ 、テレビ音声多重放送時 $75 \mu s$ の各ディエンファシス特性となるように設定することができる。このようにデシメーションのためのフィルタ 96 に、送信側におけるプリエンファシスに対応したディエンファシスを行うディエンファシス回路としての機能をも兼用させることにより、D/A 変換後のアナログ系においてディエンファシス回路を省略すること

$$A_2 = -2009/2048 - 1$$

$$B_2 = 4023/4096$$

$$C_1 = C_2 = -1$$

$$D_1 = 1$$

この場合におけるバンドパスフィルタ 37 の振幅特性は第 14 図に示すようになり、その一部を拡大すると第 15 図のようになる。またその群遅延特性は第 16 図に示すようになる。

このようにバンドパスフィルタ 37 は、その構成を変更せず、係数を変更するだけで、パイロット信号を分離する場合と副搬送波を分離する場合とで共用することが可能である。

バンドパスフィルタ 37 により分離されたテレビ音声多重信号の副搬送波はスイッチ 40 を介して FM 検波回路 39 に入力され、FM 検波される。この FM 検波回路 39 も FM 検波回路 9 と同様に構成することができる。FM 検波回路 39 により検波された副音声信号 (L-R 信号) はスイッチ 15 を介してマトリックス回路 16 に入力される。FM 検波回路 9 より出力された主音声信号はスイ

ができる。

【効果】

以上の如く本発明はディジタルチューナにおいて、所定の中間周波信号を所定のサンプリング周波数 f_s でサンプリングして A/D 変換する A/D 変換回路と、A/D 変換回路より出力されるディジタル FM 信号を FM 検波する FM 検波回路と、FM 検波回路が出力するディジタル複合信号を復調するマルチプレックス回路と、マルチプレックス回路の出力をサンプリング周波数 f_i にダウンサンプリングするダウンサンプリング回路とを備え、サンプリング周波数 f_i が、オーディオディジタル入力信号をディジタル的に処理するディジタル信号処理装置のディジタル入力信号のサンプリング周波数 f_i と略対応するように、サンプリング周波数 f_s をサンプリング周波数 f_i の略自然数倍に設定するようにしたので、簡単な構成で FM 信号をディジタル的に復調することができるとともに、そのディジタル出力をディジタル信号処理装置において処理することが可能になる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明のディジタルチューナのブロック図、第2図はそのFM検波回路のブロック図、第3図はそのヒルベルト変換回路のブロック図、第4図はそのバンドパスフィルタのブロック図、第5図はそのダウンサンプリング回路のブロック図、第6図及び第7図はその中間周波信号のスペクトラム図、第8図(a)、(b)はその変調信号とFM信号の波形図、同図(c)はそのFM信号のスペクトラム図、第9図(a)、(b)はそのFM信号の波形図とスペクトラム図、第10図及び第11図はそのヒルベルト変換回路の特性図、第12図乃至第16図はそのバンドパスフィルタの特性図、第17図及び第18図はそのダウンサンプリング回路のフィルタの特性図、第19図はその生成回路のブロック図、第20図はそのタイミングチャート、第21図はディエンファシスの特性図である。

1・・・アナログ回路部

2, 3・・・RF増幅回路

37・・・バンドパスフィルタ

38・・・遅延回路

39・・・FM検波回路

40・・・スイッチ

51・・・端子

52・・・ヒルベルト変換回路

53・・・ATAN回路

54・・・遅延回路

55, 56・・・減算回路

57・・・係数回路

58・・・端子

61, 62・・・遅延回路

63・・・減算回路

64・・・乗算回路

71乃至74・・・加算回路

75乃至78・・・遅延回路

79乃至85・・・乗算回路

91, 92, 93・・・ダウンサンプリング回路

94, 95, 96・・・フィルタ

101乃至110・・・遅延回路

4・・・局部発振回路

5・・・ミキサ

6・・・バンドパスフィルタ

7・・・中間周波増幅回路

8・・・A/D変換回路

9・・・FM検波回路

11・・・スイッチ

12, 13・・・回路

14, 15・・・スイッチ

16・・・マトリックス回路

17・・・コントローラ

18・・・マルチプレックス回路

19・・・ダウンサンプリング回路

20・・・D/A変換回路

31・・・遅延回路

32・・・レベル制御回路

33・・・加算回路

34・・・生成回路

35・・・乗算回路

36・・・レベル制御回路

111乃至127・・・乗算回路

131乃至138・・・加算回路

141乃至143・・・デシメーション回路

151・・・検出回路

152乃至154・・・遅延回路

155乃至157・・・非他の論理和回路

158・・・インバータ

159・・・加算回路

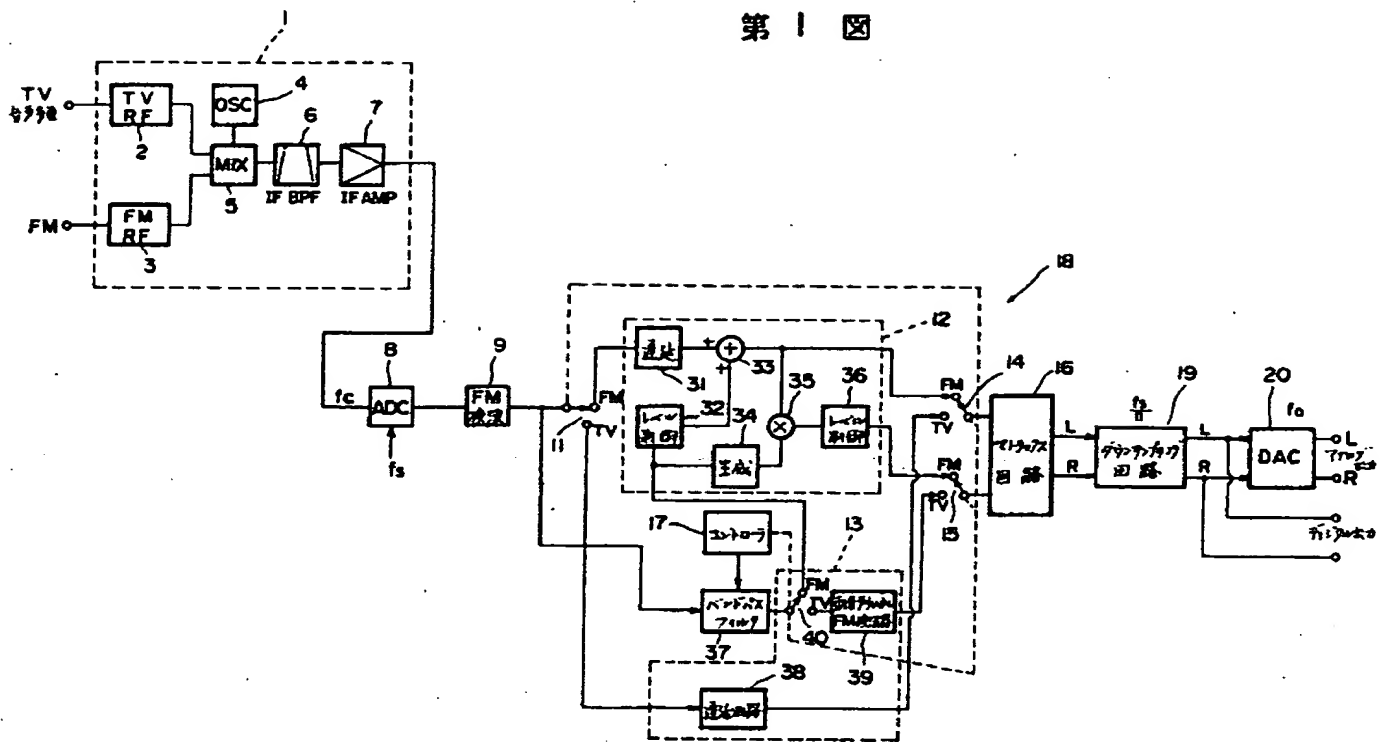
以上

特許出願人

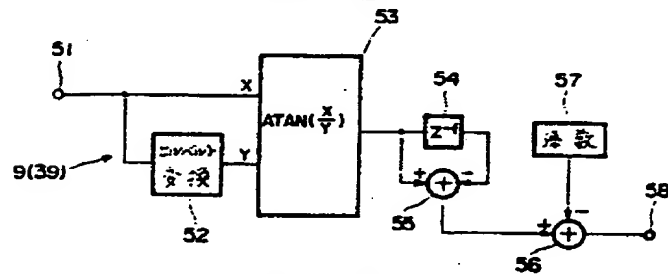
パイオニア株式会社

代理人 弁理士 橋本義雄

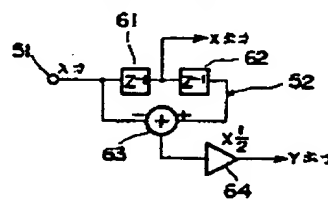
第1図



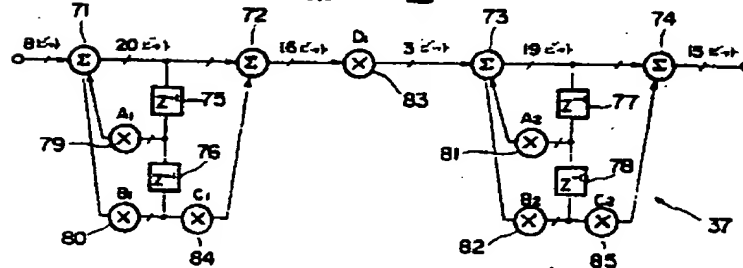
第2図



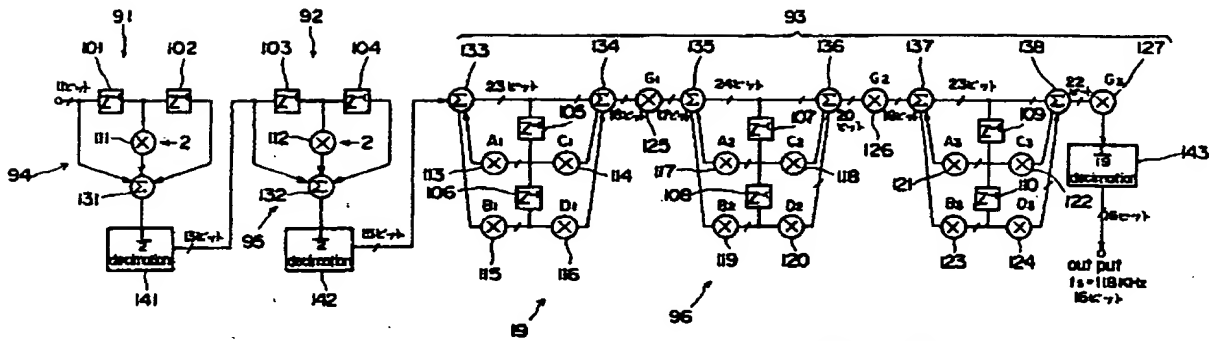
第3図



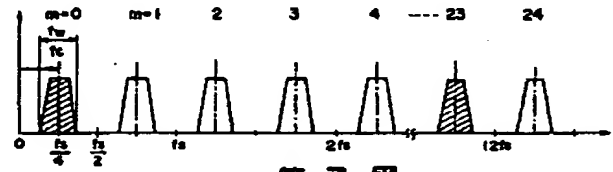
第4図



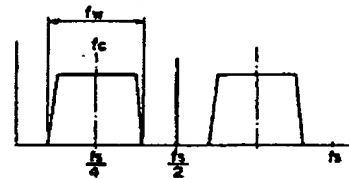
第 5 図



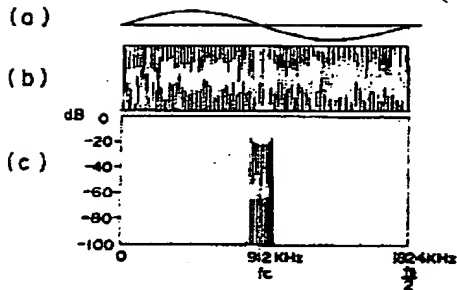
第 6 図



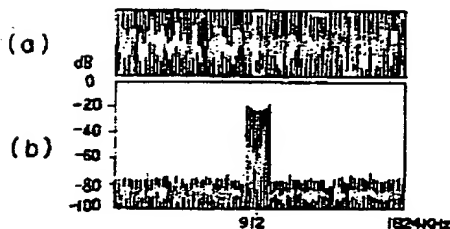
第 7 図



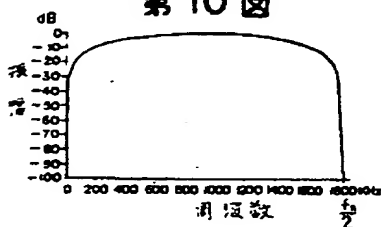
第 8 図



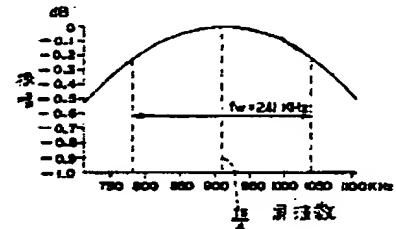
第 9 図



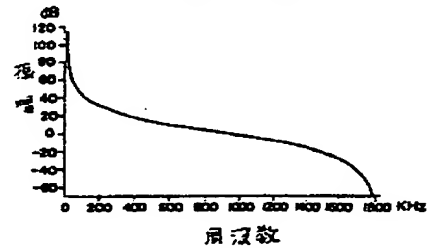
第 10 図



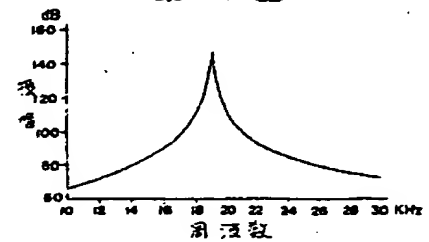
第 11 図



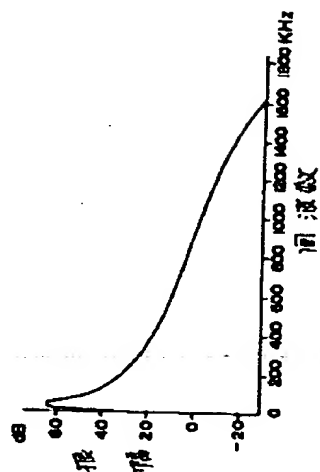
第 12 図



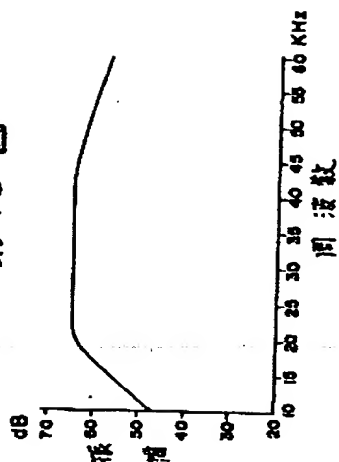
第 13 図



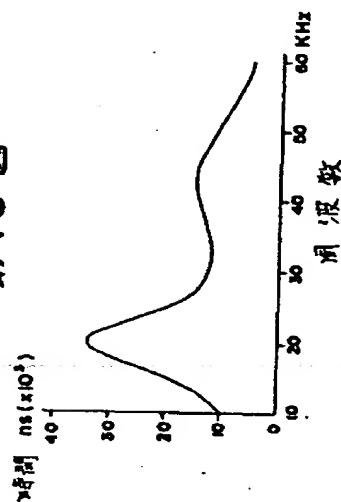
第14図



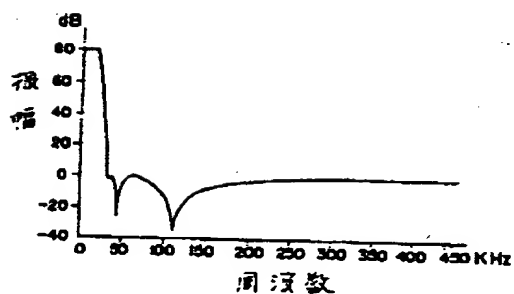
第15図



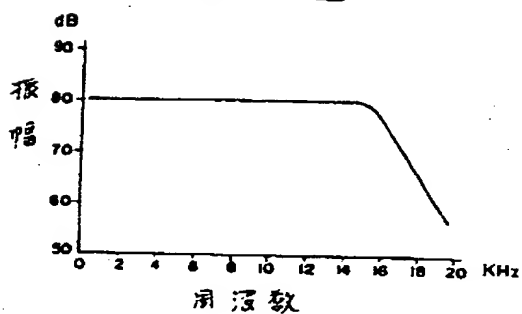
第16図



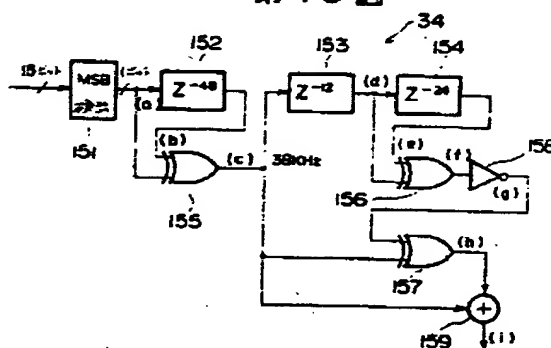
第17図



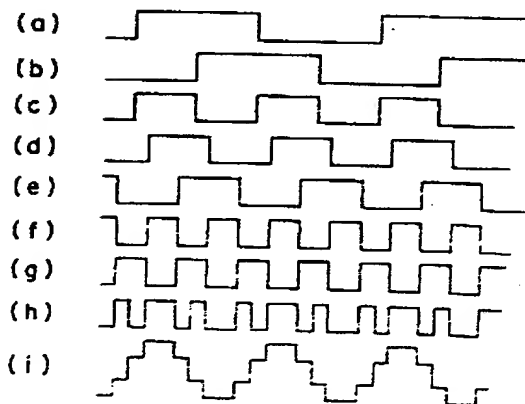
第18図



第19図



第20図



第21図

